

# TI 高精度设计：经验证的设计 专业音频信号有源音量控制



## TI 高精度设计

TI 高精度设计是由 TI 模拟产品专家创建的模拟解决方案。经验证的设计提供理论、组件选择、仿真、完整的印刷电路板 (PCB) 电路原理图 & 布局布线、物料清单和有用电路的经测试性能。还讨论了针对不同设计目标的电路修改方案。

## 设计资源

[设计存档](#)全部设计文件  
[TINA-TI™](#)SPICE 仿真器  
[OPA1604](#)

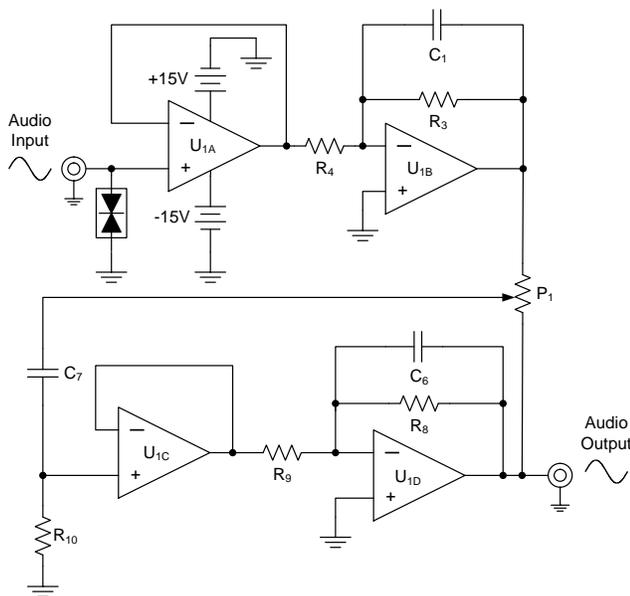
产品文件夹

## 电路描述

这种双电源供电、高性能音量控制电路能够以最小的失真和噪声对专业级line-level音频信号进行衰减。输入缓冲器可使系统特性不受音频输入源阻抗的影响。电路前端的射频 (RF) 滤波器可消除音频频带外的噪声，而双向瞬态电压抑制器 (TVS) 二极管可防止出现过压尖峰。



[询问模拟产品专家](#)  
[WEBENCH® 设计中心](#)  
[TI 高精度设计库](#)



这个 TI 参考设计末尾的一个重要声明解决了授权使用、知识产权问题和其他重要的免责声明和信息。

TINA-TI 是德州仪器 (TI) 的商标  
 WEBENCH 是德州仪器 (TI) 的注册商标

## 1 设计简介

此设计要求如下：

- 电源电压：  $\pm 15\text{ V}$
- 输入： 专业line-level音频信号 (+4dBu / 1.228V<sub>RMS</sub>)
- 信号源的源阻抗： 20  $\Omega$
- 输出： 专业line-level音频信号 (+4dBu / 1.228V<sub>RMS</sub>)
- 1kHz 时总谐波失真 + 噪声 (THD+N)： 0.0005%
- 理想增益特性： 电位计旋转一圈的增益为 -20dB
- 增益偏差 (30% 到 100% 电位计旋转量)：  $\pm 1.5\text{ dB}$
- “关断”增益： -100dB

表 1中总结了此设计目标和性能。图 1描述了此设计经测试的转换函数。

表 1. 设计目标、仿真和测得性能对比

	目标值	仿真值	测得值
1kHz 时的 THD+N 比	0.0005%	0.000275%	0.000481%
增益偏差 (稳定区域)	1.5dB	1.32dB	1.00dB
“关断”增益	-100dB	-134.4dB	-103dB

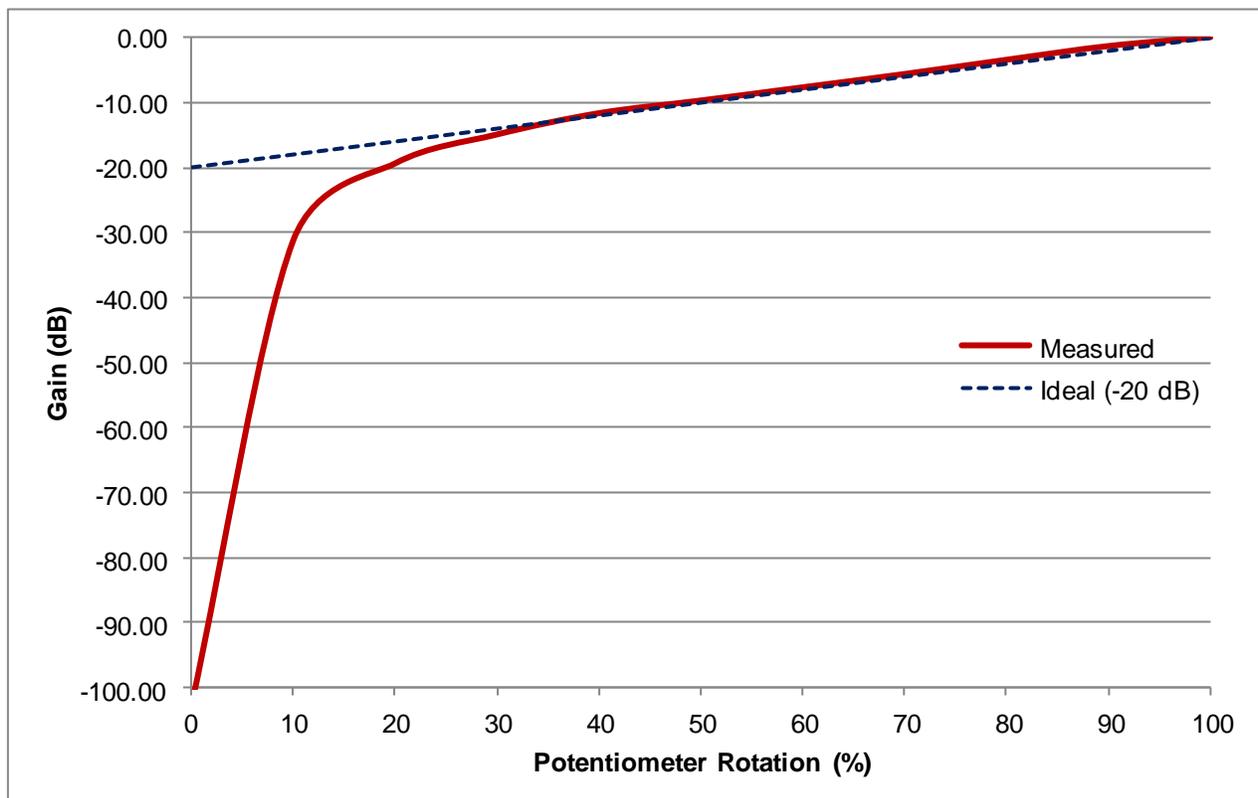


图 1： 测得的增益特性

## 2 工作原理

图 2 中给出了该设计的更加完整的电路原理图。此电路的传递函数基于第一级增益（由  $R_3$  和  $R_4$  之比设定）、电位计  $P_1$  旋转量（以小数形式表示）和第二级增益（由  $R_8$  和  $R_9$  之比设定）。TVS 二极管  $D_1$  可防止电路受到有害暂态能量的影响。二阶低通滤波器中包含音频信号源阻抗、 $D_1$  结电容、 $R_5$  和  $C_5$ ，可减弱 RF 频率范围内的能量。其余元件则用于交流耦合、放大器输入偏置、稳定性补偿和电源去耦。

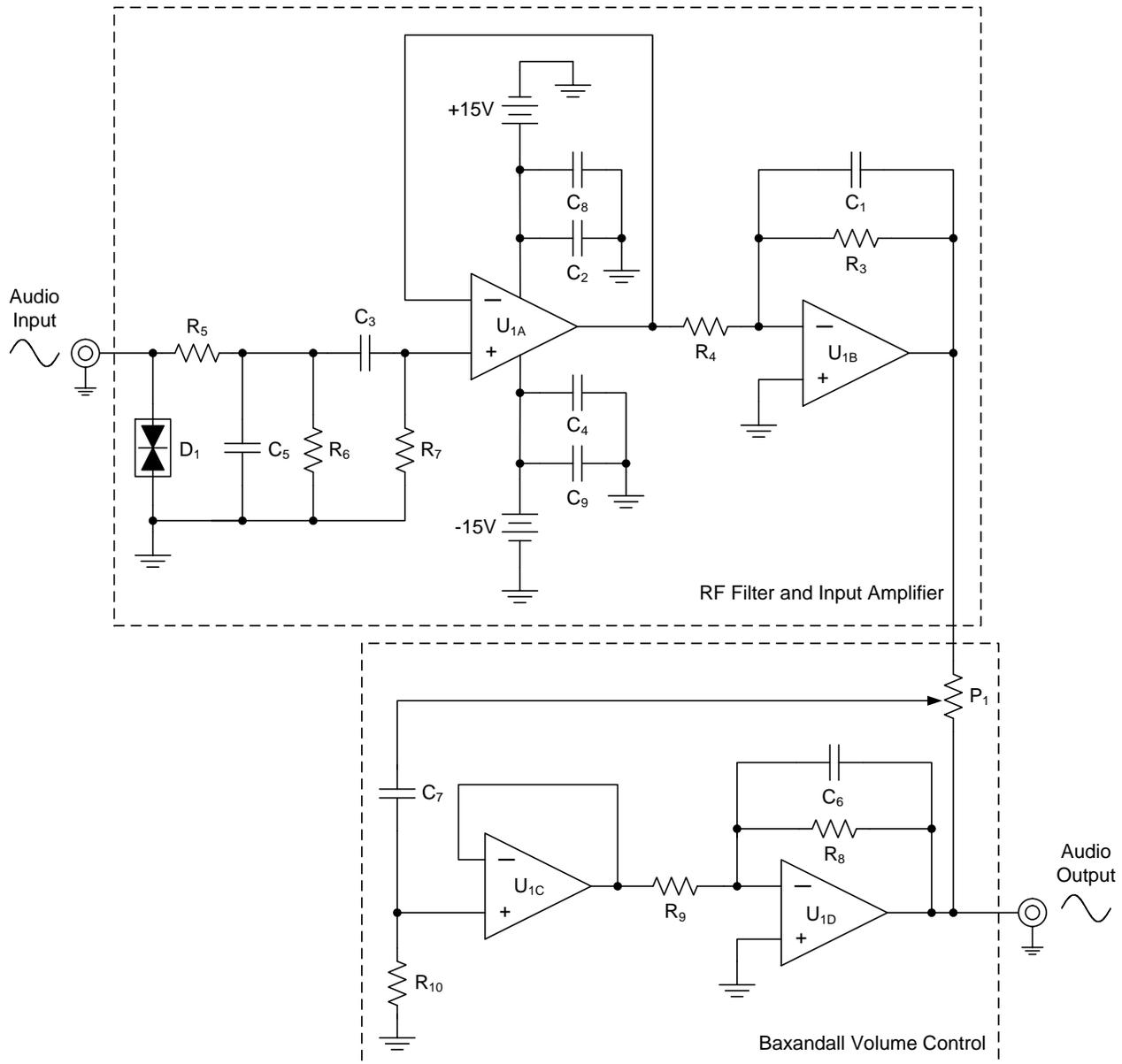


图 2：完整电路原理图

该设计的传递函数根据以下公式定义：

$$V_{OUT} = V_{IN} * \left( \frac{R_3}{R_4} \right) * \left[ \frac{P_{1Rotation}}{\left( 1 - P_{1Rotation} \right) + \frac{R_9}{R_8}} \right] \quad (1)$$

## 2.1 音量控制

音量控制元件是各种音频系统的主要元件。由于音频具有动态性质并且不同信号源的输出幅值存在偏差，用户需要控制音频电路提供的增益量。音量控制不应产生明显的失真或噪声，以保持源音频信号的完整性。

人类听觉可跨越广泛的动态范围，因此，通常用分贝 (dB) 单位表示音频信号的强度。理想的音频控制具有线性的 dB 增益特性，这样在用户旋转音量旋钮时就能感知非常自然的音量变化 [1]。

### 2.1.1 电位计特性

电位计 (简称 Pot) 是目前最常见的音量控制元件，并且有多种类型的电位计可实现此类控制功能。最常见的三种类型 (也称为抽头) 为线性抽头、对数 (或音频) 抽头和反向对数 (或反向音频) 抽头。图 3 所示为这些电位计的近似电阻特性。

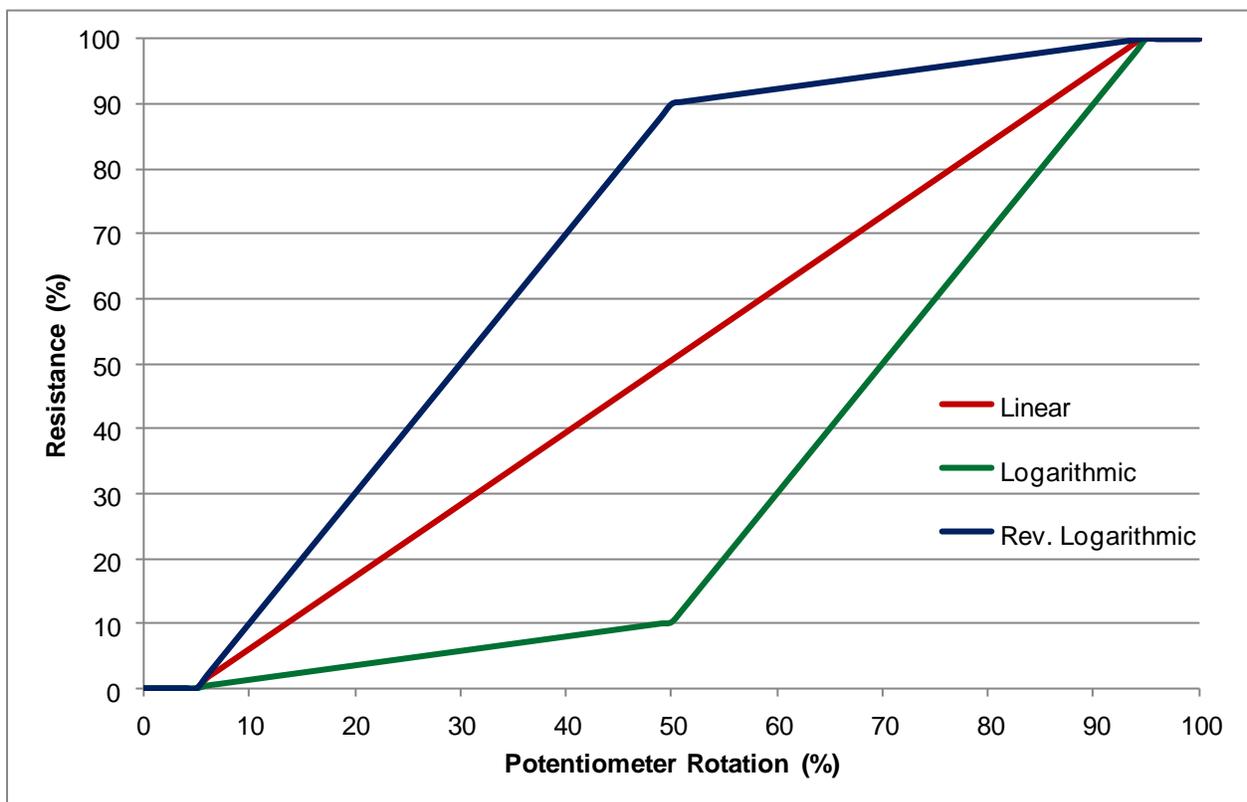


图 3: 电位计一般特性

线性电位计通常以代码字母“B”表示，该电位计属于简单器件，其电阻与电位计旋转量成正比。对数电位计通常以代码字母“A”表示，大体上可用两段不同斜率的线性响应来近似。反向对数电位计通常以代码字母“C”表示，其特性与对数电位计相同，但结构相反。如图所示，这些电位计均无法自行生成非常精确的实际对数响应近似值，至少是对于专业音频应用而言 [1]。

## 2.2 Baxandall 有源音量控制

为通过电位计获得更精确的 dB 线性响应近似值，研究人员已尝试了多种方法。但是，在电路的性能、灵活性和简洁性方面，没有一种解决方案能媲美 Peter Baxandall 于 1980 年在《无线电世界》杂志上首次表的文章中提出的方案 [1]。为此，本参考设计选择了该研发电路的改良版作为主要部分。图 4 所示为此电路的基本原理图。

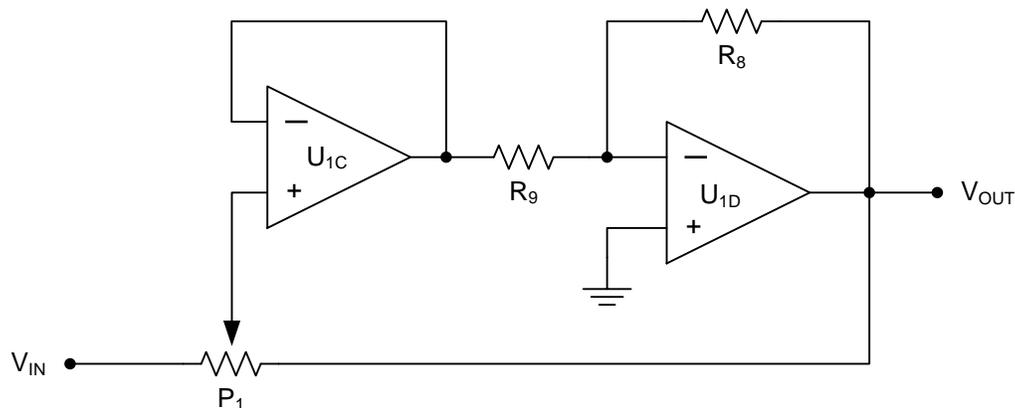


图 4: Baxandall 有源音量控制 [1]

Baxandall 有源音量控制电路具备并联反馈控制功能，相比其它解决方案而言具有两大突出优势。第一，此电路可通过线性电位计实现出色的对数响应；第二，该电路的传递函数与电位计滑轨电阻或其它分立电阻无关。相反，增益特性只是电位计旋转百分比与根据两个电阻之比设定的最大增益的函数。因此，可使用标准容差电位计实现最佳效果，也可使用双路线性电位计实现立体声系统声道之间的美好匹配 [1]。此设计介绍的是单声道解决方案，因此使用一个电位计，但整个立体声系统的设计也可采用同样的电路。

对比相应的无源控制，有源音量控制普遍具备多种其它优势。使用放大器可在信号链中较早实现增益，进而改善噪声性能。放大器的电流驱动能力允许使用较低电阻值，这样可以最大限度减少 Johnson 噪声和电容性串音。最后，放大器的高输入阻抗和低输出阻抗可确保设计稳定，除了极个别例外情况外，这种设计可独立于源阻抗和负载阻抗保持优异性能 [1]。

### 2.2.1 Baxandall 有源音量控制传递函数

Baxandall 的电路简洁，方便进行传递函数分析。进行该分析时，将电位计  $P_1$  替换为两个分立电阻，分别是： $R_x$ ，该电阻表示滑动片后的电位计电阻百分比； $R_{1-x}$ ，该电阻表示滑动片前的电位计电阻百分比。这两个电阻只和表示电位计旋转的总跨度。图 5 所示为改良版电路原理图。

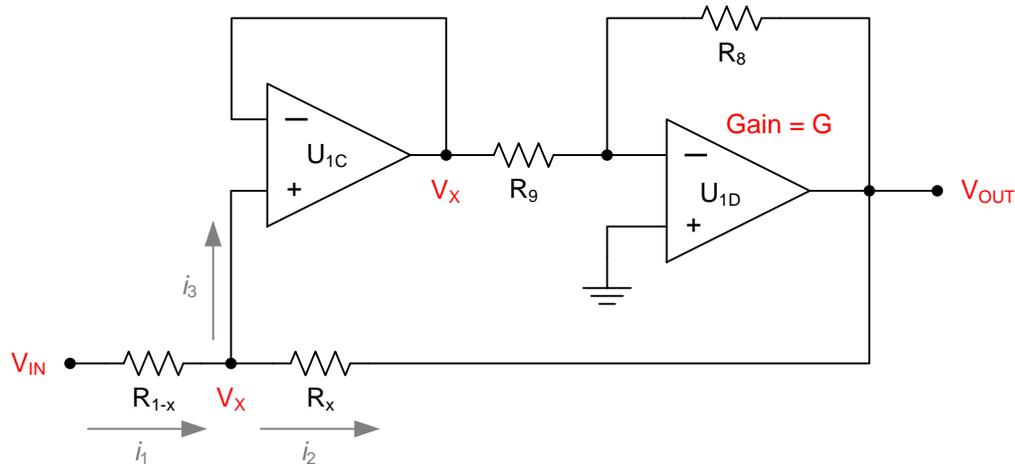


图 5：改良版 Baxandall 音量传输函数分析电路

为分析传递函数，需首先将滑动片处的电压定义为  $V_x$ 。由于已将放大器  $U_{1C}$  配置为同相缓冲器，因此  $U_{1C}$  输出端的电压也等于  $V_x$ 。 $U_{1D}$  是增益为  $G$  的反相放大器配置， $V_x$  是其输入电压。因此，输出电压  $V_{OUT}$  必须等于  $V_x$  和  $G$  的乘积。这种关系可用来求解  $V_x$ ，如公式 2 所示。由于是反相配置，需添加一个负号。

$$V_x = -\frac{V_{OUT}}{G} \quad (2)$$

接下来，利用基尔霍夫电流定律分析滑动片处的电流。该定律表明，流入一个节点的电流之和等于流出该节点的电流之和，因此这些电流之间的关系如公式 3 所示。

$$i_1 = i_2 + i_3 \quad (3)$$

电流  $i_3$  表示流入放大器  $U_{1C}$  正输入端的电流。假设  $U_{1C}$  为理想放大器，则其输入阻抗无限大，因此该方向没有电流流过。由于  $i_3$  必须等于零，因此公式 3 可简化为公式 4。

$$i_1 = i_2 \quad (4)$$

现可对电流  $i_1$  和  $i_2$  使用欧姆定律，公式 4 可通过  $V_{IN}$ 、 $V_x$ 、 $V_{OUT}$ 、 $R_{1-x}$  和  $R_x$  表示，如公式 5 所示。

$$\frac{V_{IN} - V_x}{R_{1-x}} = \frac{V_x - V_{OUT}}{R_x} \quad (5)$$

利用公式 2 给出的关系，可将  $V_x$  替换为  $(-V_{OUT}/G)$ 。公式 6 所示为替换后的新公式。

$$\frac{V_{IN} + \frac{V_{OUT}}{G}}{R_{1-x}} = \frac{-\frac{V_{OUT}}{G} - V_{OUT}}{R_x} \quad (6)$$

公式 6 可表示为求解  $V_{OUT}/V_{IN}$  的形式，传递函数可改写为公式 7 所示。

$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = - \frac{R_x}{R_{1-x} + \frac{1}{G}} \tag{7}$$

放大器  $U_{1D}$  配置为反相放大器，因此其增益  $G$  等于  $R_8/R_9$ 。替换公式 7 中的  $G$  后，传递函数可改写为公式 8 所示。

$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = - \frac{R_x}{R_{1-x} + \frac{R_9}{R_8}} \tag{8}$$

绘制出传递函数与电位计旋转量之间的关系曲线，验证电路行为是否正确，如图 6 所示。图中包含了理想增益 (-20dB) 特性，以供比较。

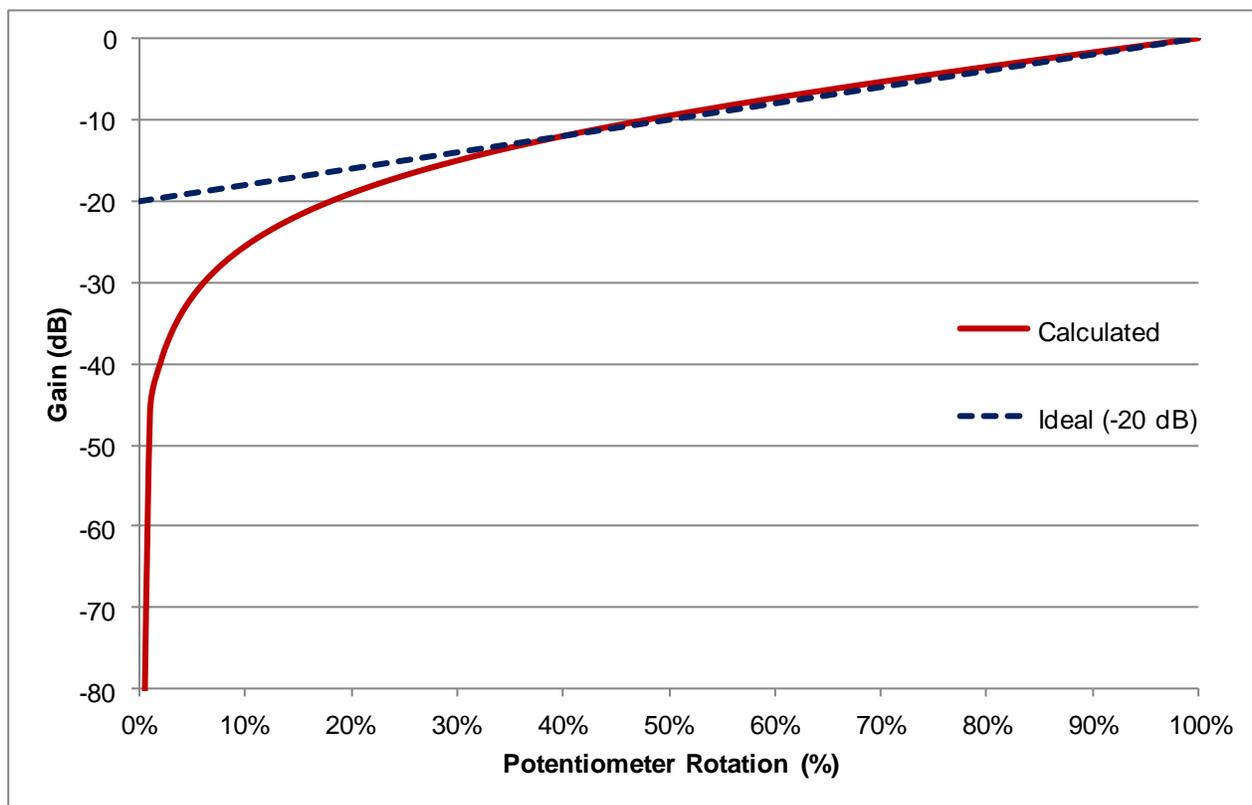


图 6: 计算所得的 Baxandall 音量控制响应

### 2.3 RF 滤波器和输入放大器

电路输入端的无源二阶低通滤波器可减弱音频频带外的干扰噪声。该滤波器由输入源阻抗  $R_{IN}$ 、TVS 二极管  $D_1$  结电容、 $R_5$  和  $C_5$  组成。

接下来，信号通路中采用放大器  $U_{1A}$ ，该放大器配置为同相缓冲器。在该设计中，音频输入源阻抗经过明确定义，但在实际应用中，音频系统必须支持多种类型的输入。为保持系统行为独立于音频输入源阻抗  $R_{IN}$ ，需使用一个缓冲放大器。

输入电路的最后一部分包含放大器  $U_{1B}$ ，该放大器已配置为增益等于  $R_3/R_4$  的反相放大器。该放大器用于抵消 Baxandall 音量控制阶段的固有反相问题，并根据需要提供额外增益。本设计中未使用额外增益。

图 7 所示为此电路的基本原理图。

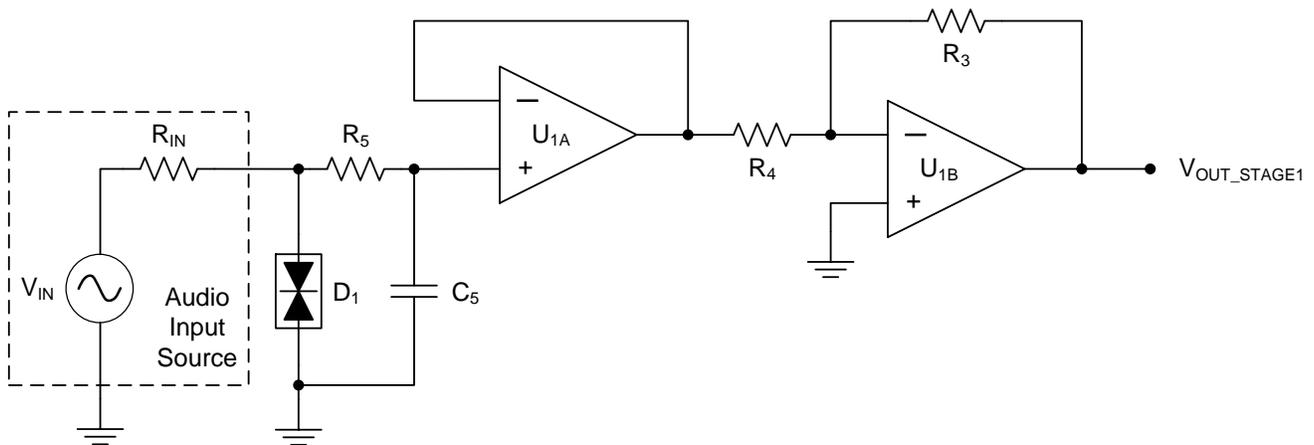


图 7： RF 滤波器和输入放大器

#### 2.3.1 RF 滤波器传递函数

电路输入端的 RF 滤波器要求能够显著衰减音频频带外的频率，同时保持电路音频增益和相位性能。选取 400kHz 为滤波器的截止频率。图 8 所示为 RF 滤波器原理图，其中包含  $R_{IN}$  和等效 TVS 二极管结电容  $C_{D1}$ 。

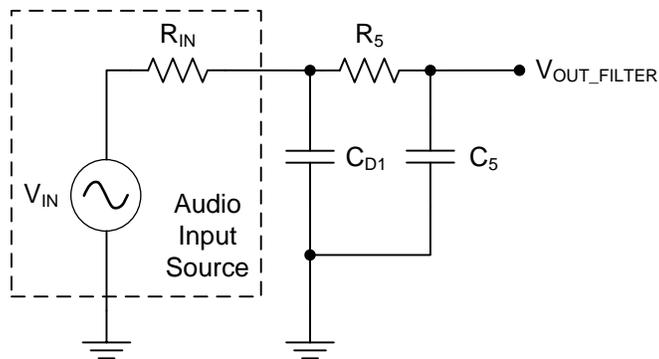


图 8： RF 滤波器等效原理图

拉普拉斯域内的二阶低通滤波器传递函数如公式 9 所示。

$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{1}{1 + s * (R_{IN}C_{D1} + R_{IN}C_5 + R_5C_5) + s^2 * (R_{IN}C_{D1}R_5C_5)} \quad (9)$$

该函数的求解过程复杂，因此很难获取所需元器件的值！ 而使用数值方法则只需少量计算即可轻松获得正确结果。 幸运的是， $R_{IN}$  值和  $C_{D1}$  值均已给定，并且可为  $R_5$  选择合理数值，无需计算。 这样便只需计算  $C_5$ 。

指定  $R_{IN}$  为  $20\Omega$ ， $C_{D1}$  的值由 TVS 数据表给出，等于  $1.476\text{nF}$ 。 选取  $100\Omega$  作为  $R_5$  值，该电阻位于信号通路中，其阻值应尽可能低才能最大限度减弱噪声。 已知这些值后，可绘制  $400\text{kHz}$  时的滤波器增益与  $C_5$  电容曲线图，据此为  $C_5$  确定一个合适数值。 该响应过程如图 9 所示。

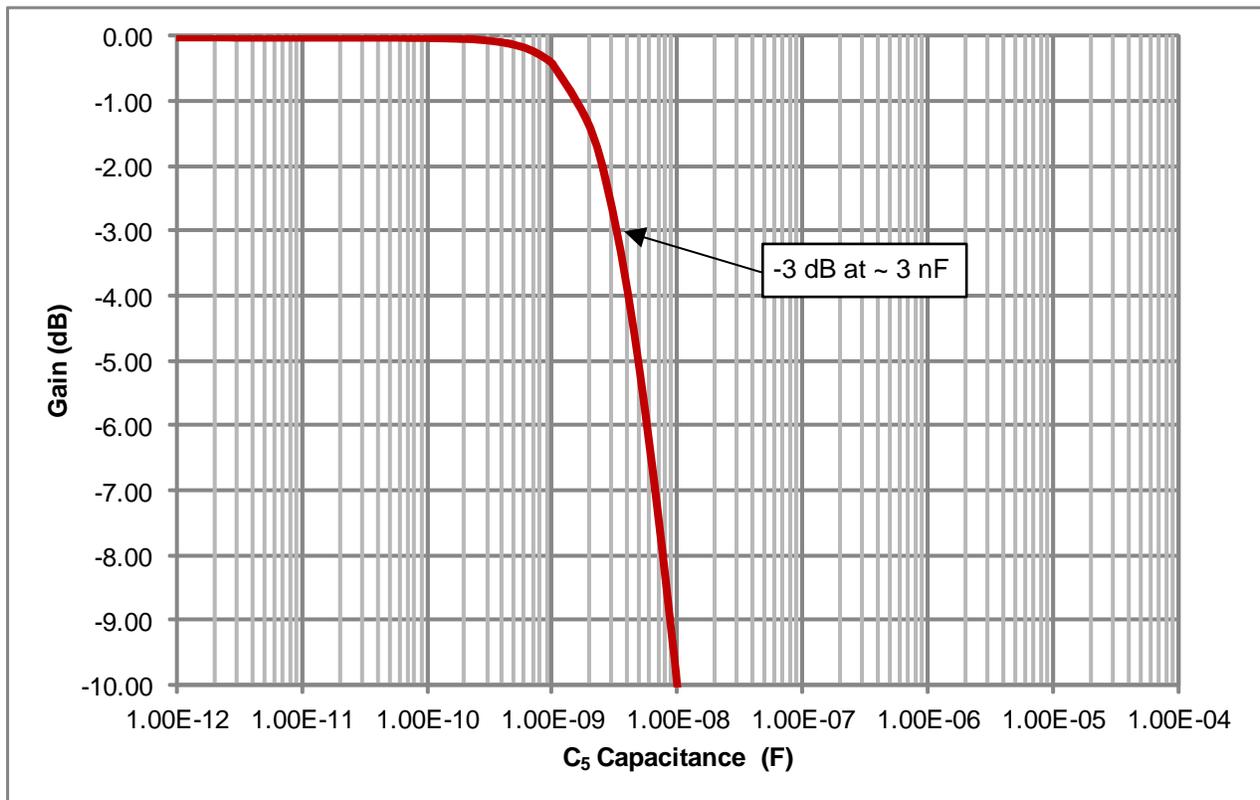


图 9:  $400\text{kHz}$  时的 RF 滤波器增益与  $C_5$  电容间的关系

如图所示，在  $400\text{kHz}$  频率下，滤波器正确响应所对应的  $C_5$  值约为  $3\text{nF}$ 。 选取最接近的标准电容值  $3.3\text{nF}$  作为实际值。 随后绘出滤波器的完整传递函数来验证功能，如图 10 所示。

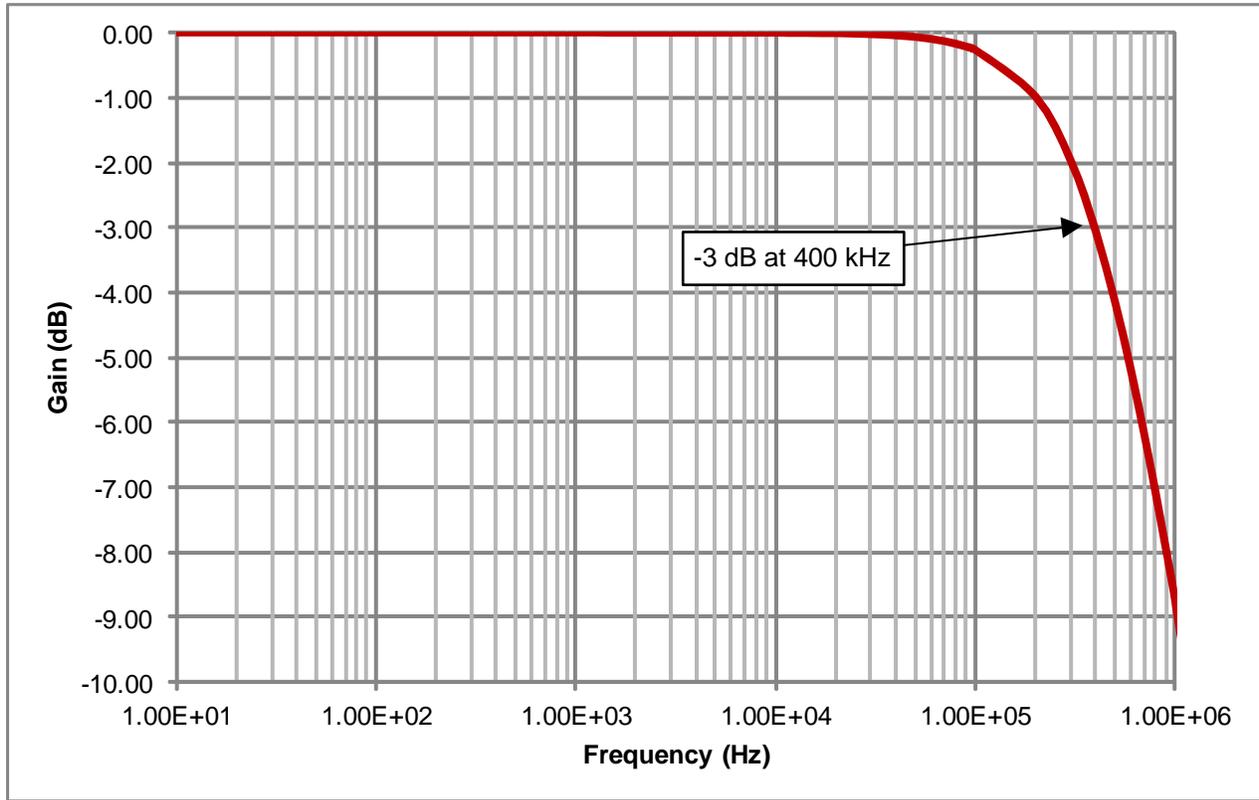


图 10: RF 滤波器计算得到的频率响应

## 3 元器件选择

### 3.1 放大器选择

此音量控制电路必须能够精确衰减输入音频信号，同时确保尽量不引入失真或噪声。因此，所选放大器必须在音频范围内具备极低的失真和噪声性能。另外，由于大多数专业音频电路都使用大型双电源供电来防止输出削波，该放大器还需具备宽电源电压范围。另外还需满足低静态电流和相对较低成本的要求，这有助于确保设计的经济实用性。

OPA1604 是此类高性能音频应用的理想之选，该放大器的总谐波失真 + 噪声 (THD+N) 仅为 0.00003%，输入电压噪声密度为 2.5nV/√Hz。此类放大器可利用高达 ±18V 的电源电压，每通道静态电流值仅为 2.8mA，其价位合理，可确保总体解决方案成本具有竞争优势。

### 3.2 无源组件选择

#### 3.2.1 电阻选择

在超低失真音频电路中使用的电阻类型会对电路整体性能产生重大影响。实际电阻存在一定的非线性，这会额外增大失真程度和噪声 [2]。最常见的电阻非线性源是电阻温度系数 (TC<sub>R</sub>) 和电阻电压系数 (VC<sub>R</sub>)，其中温度系数表示电阻随温度变化的函数关系，电压系数表示电阻随施加电压变化的函数关系。

最常见的两类贴片电阻为厚膜电阻和薄膜电阻。薄膜电阻的性能通常优于厚膜电阻，但薄膜电阻的成本通常也比厚膜电阻贵几倍。如果涉及高级音频信号，那么薄膜电阻的较低 VC<sub>R</sub> 和 TC<sub>R</sub> 对于实现超低失真性能至关重要。

不过，本设计中仅涉及标称幅值为 1.228V<sub>RMS</sub> 的 line-level 信号。对于此类信号级，厚膜电阻即可实现出色的性能。电路板上的所有电阻均为厚膜电阻，容差为 ±1%，功率为 ¼ 瓦，封装尺寸为 1206。不建议采用小于 1206 的封装尺寸，物理尺寸较小的电阻具有较高的动态热阻，因此信号相关的非线性度较高。

#### 3.2.2 电容选择

与电阻类似，电容也具有电压系数 (VC<sub>C</sub>)，该系数表示电容随施加电压变化的函数。电容的这种变化会造成不必要的失真 [3]，因此，音频信号通路中，所有需承载较高电压的电容需具备低 VC<sub>C</sub>。在本设计中，只有输入 RF 滤波器中的电容 C<sub>5</sub> 属于此类器件，因此需使用 NPO 类型电容。用于交流耦合及电源旁路的所有其它电容均为 X7R 类型电容。

#### 3.2.3 电位计选择

除了线性抽头外，本设计所选的电位计特性并不重要，因为电位计的所有不匹配电气特性均可通过设计电路来抵消。该应用选择线性抽头旋转电位计，容差为 ±20% 且带有 PCB 板装端接。

## 4 仿真

图 11 中显示的 TINA-TI™ 电路原理图包含了在设计过程中获得的电路元器件值。连接一个 100kΩ 负载电阻，以模拟实际测量时所用的音频分析仪的输入电阻。将输入信号  $V_{IN}$  的源阻抗设为 20Ω。

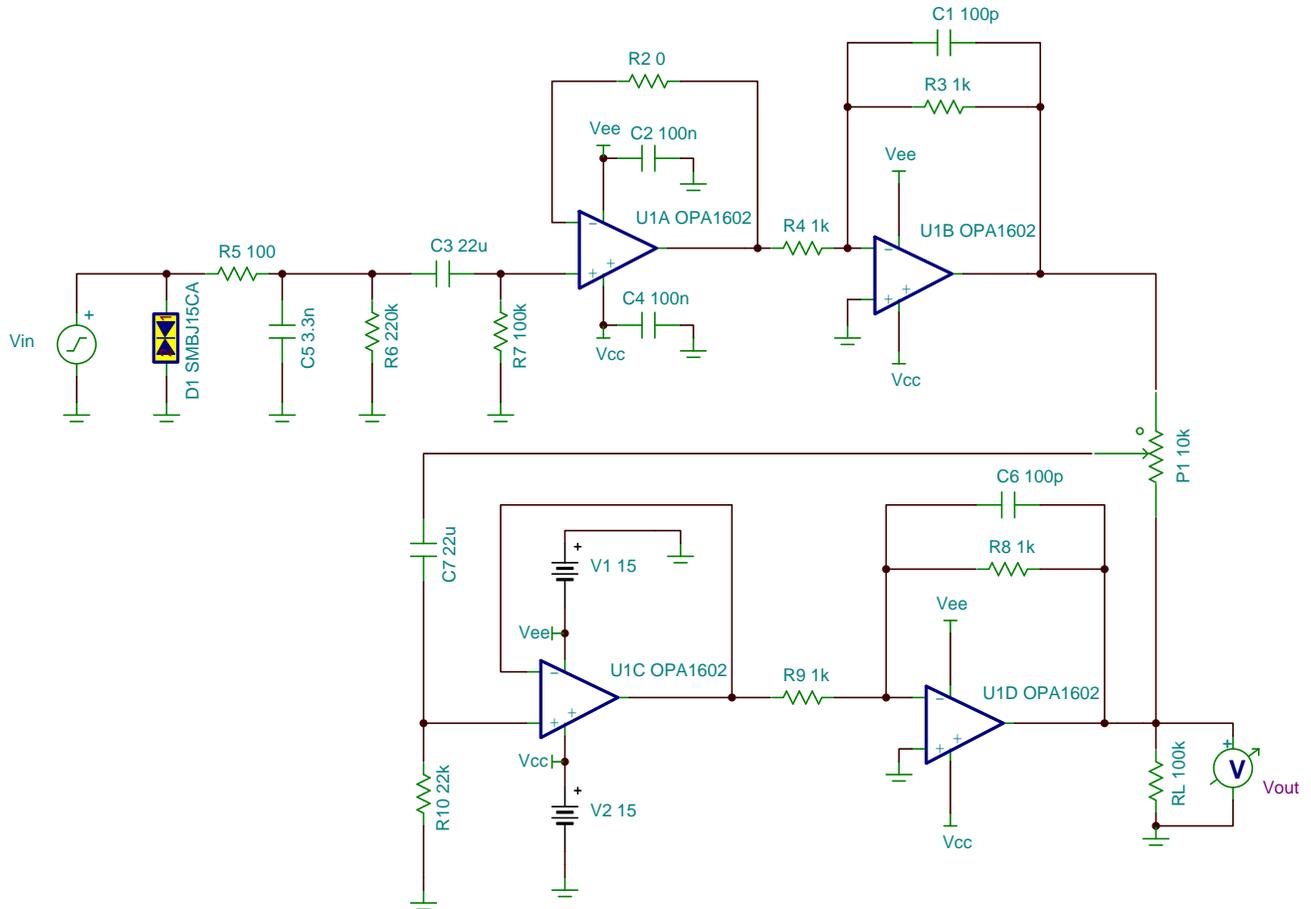


图 11: TINA-TI™ 电路原理图

### 4.1 增益特性

仿真出的增益特性与电位计旋转量的函数关系如图 12 所示。图中包含了理想增益 (-20dB) 特性, 以供比较。

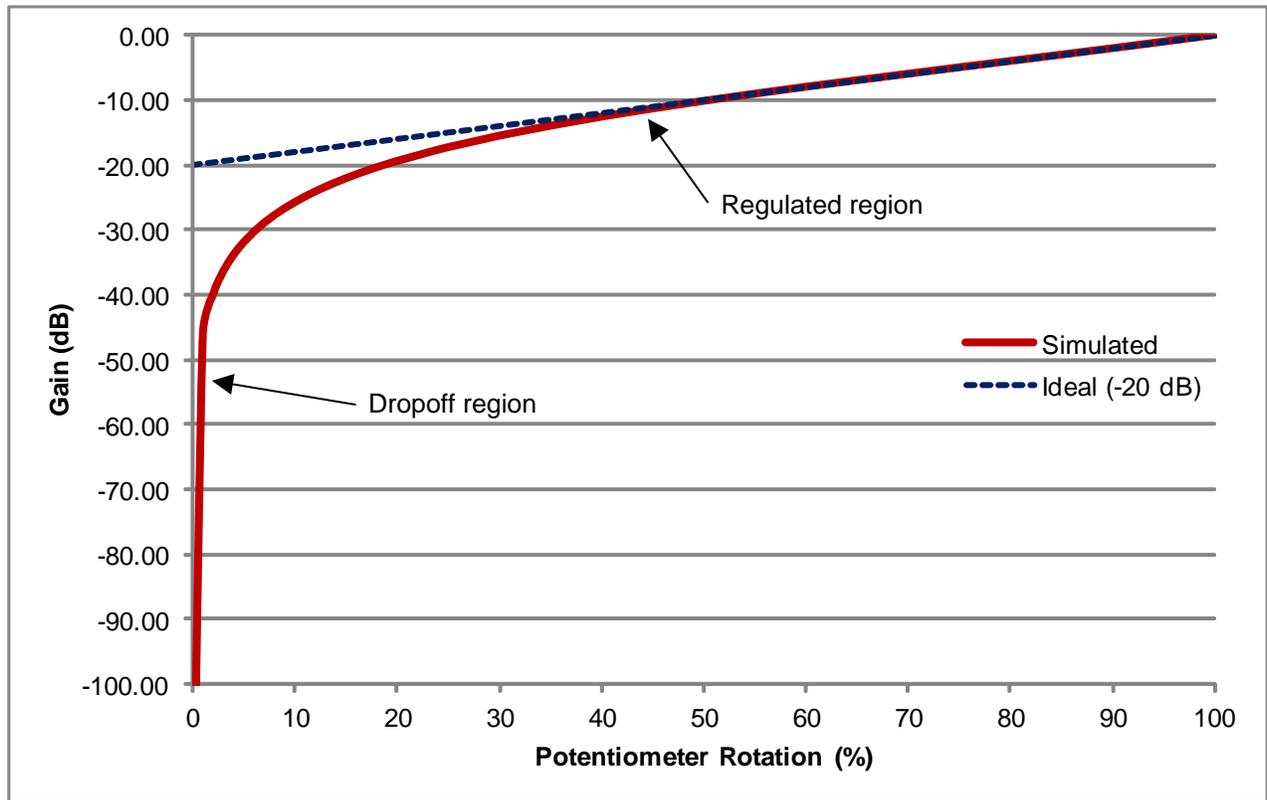


图 12: 仿真增益特性

#### 4.1.1 增益偏差 (稳定区域)

稳定区域内与理想增益 (-20dB) 特性的增益偏差如表 2 所示。

表 2. 增益偏差 (稳定区域)

电位计旋转量 (%)	仿真增益 (dB)	理想增益 (dB)	增益偏差 (dB)
100	-0.02	0	0.02
90	-2.08	-2	0.08
80	-4.05	-4	0.05
70	-6.01	-6	0.01
60	-8.03	-8	0.03
50	-10.19	-10	0.19
40	-12.63	-12	0.63
30	-15.32	-14	1.32

根据此表可知, 该区域的最大增益偏差为 1.32dB, 符合 1.5dB 的设计要求。

### 4.1.2 “关断”增益

电位计旋转量小于 30% 时，电路的传递函数会使增益迅速接近负无穷，进而导致与理想“dB 线性”特性之间出现较大偏差。不过，该偏差允许存在，它有助于充分衰减信号，使其降至无声音量级别。仿真“关断”增益或电位计旋转量为 0% 时的增益为 -134dB。这符合 -100dB 的设计要求。

### 4.2 频率响应

单位增益条件下仿真交流分析的结果如图 13 所示。

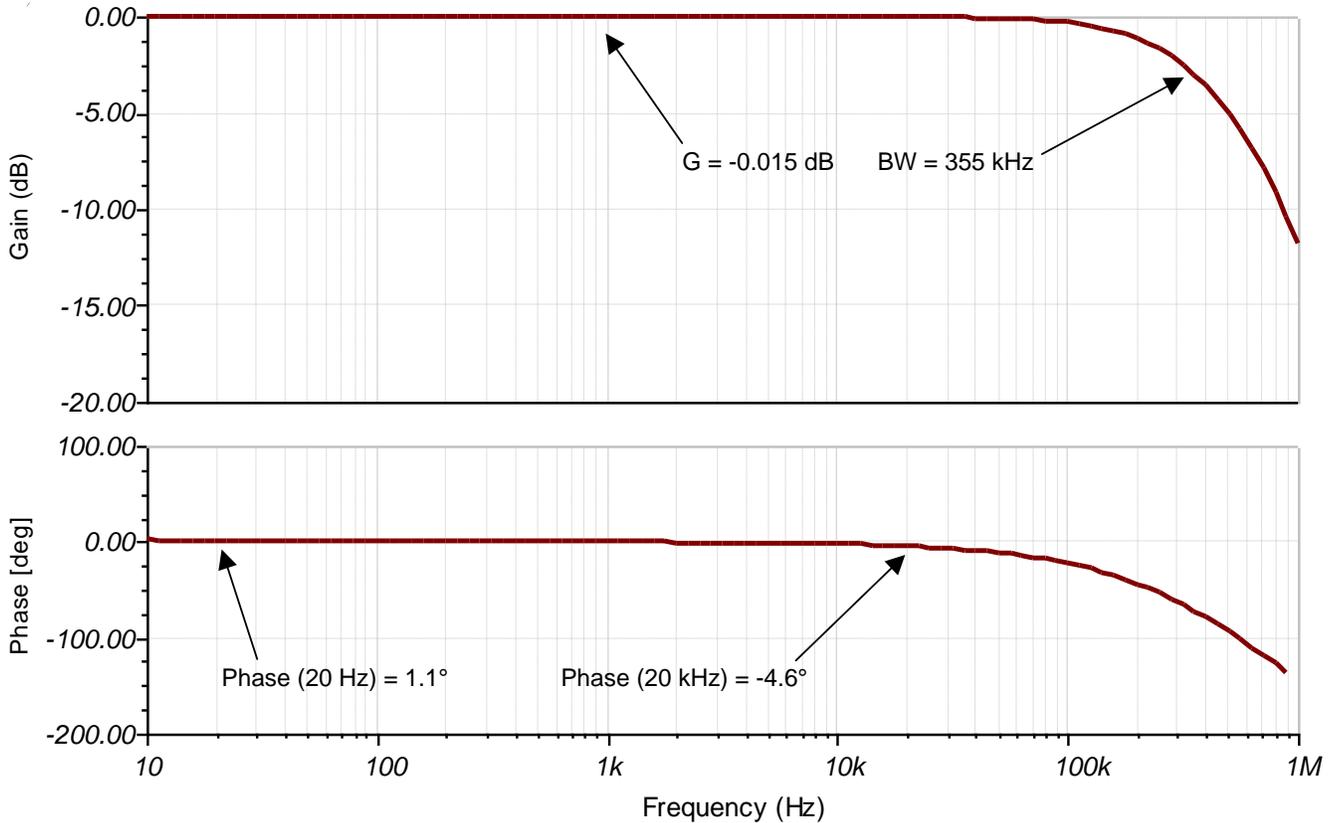


图 13: 仿真交流分析

1kHz 时的仿真增益为 -0.015dB。-3dB 时的带宽为 355kHz。请注意，用于实际测量的音频分析仪最大带宽为 200kHz，因此为进行比较，也测量了 200kHz 时的仿真增益值为 -1.135dB。20Hz 时仿真相角为 1.1°，20kHz 时仿真相角为 -4.6°。

### 4.3 THD+N 性能

遗憾的是，TINA-TI™ 目前不支持进行相应的 THD+N 分析。不过，THD+N 比可使用公式 10 根据总噪声预测得知，其中  $V_N$  表示额定带宽范围内的总  $V_{RMS}$  电压噪声， $V_F$  表示极基频信号的  $V_{RMS}$  幅值。

$$THD + N(\%) = \sqrt{\frac{V_N^2}{V_F^2}} * 100 \quad (10)$$

单位增益条件下仿真总噪声分析的结果如图 14 所示。用于实际测量的音频分析仪最大带宽设置为 80kHz，因此该仿真分析过程到带宽 80kHz 时为止。

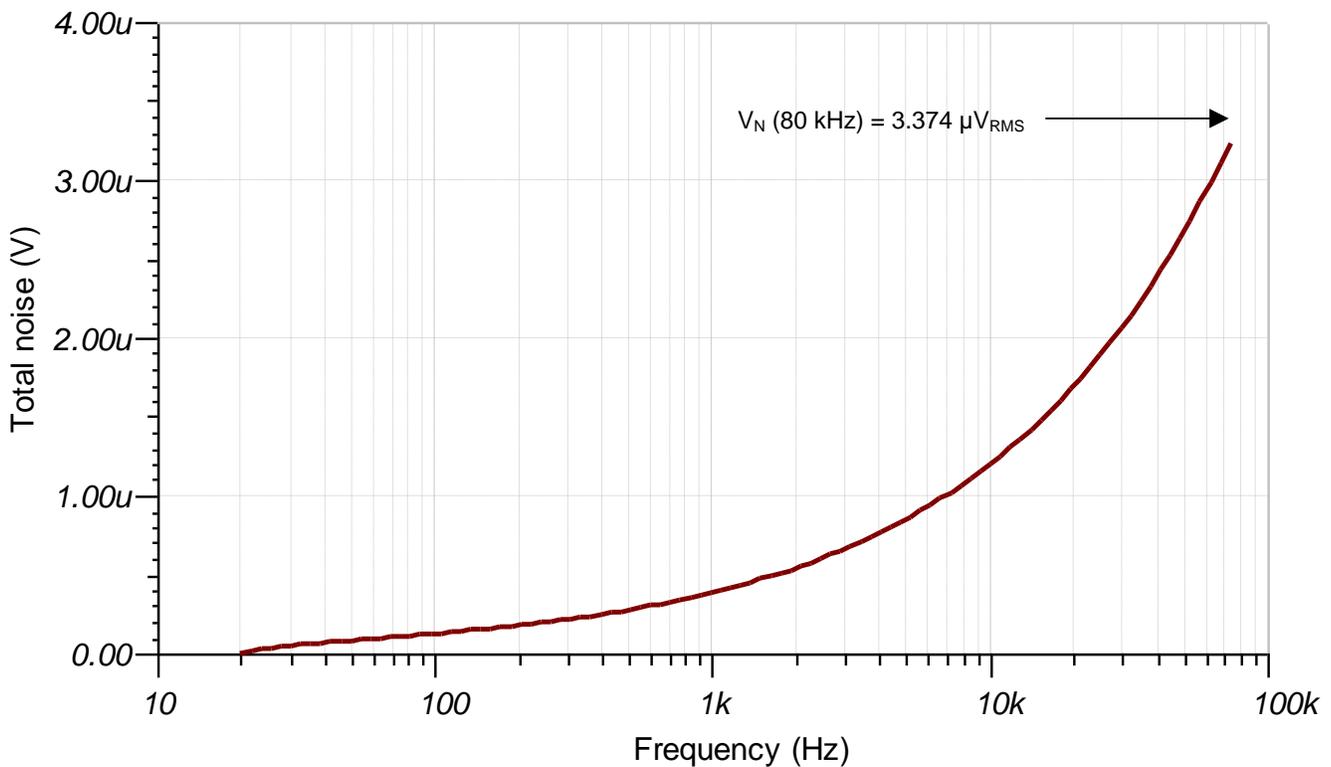


图 14: 仿真总噪声分析

80kHz 时的总噪声为  $3.374 \mu V_{RMS}$ 。已知输入信号幅值为  $1.228 V_{RMS}$ ，可使用公式 11 计算预测的 THD+N 比。

$$THD + N(\%) = \sqrt{\frac{V_N^2}{V_F^2}} * 100 = \sqrt{\frac{(3.374 \mu V_{RMS})^2}{(1.228 V_{RMS})^2}} * 100 = 0.000275\% \quad (1)$$

经计算，仿真 THD+N 比为 0.000275%，满足 0.0005% 的设计要求。

#### 4.4 仿真结果汇总

表 3 总结了本设计的仿真性能。

表 3. 设计目标和仿真性能对比

	目标值	仿真值
1kHz 时的 THD+N 比	0.0005%	0.000275%
增益偏差 (稳定区域)	1.5dB	1.32dB
“关断”增益	-100dB	-134dB

## 5 PCB 设计

可在附录中找到 PCB 电路原理图和物料清单。

### 5.1 PCB 布局布线

本设计中采用的 PCB 为 3 英寸 x 2.45 英寸矩形。这种大尺寸电路板方便对重要元件布线，并且可使用大型 RCA 和香蕉插头。实现此布局所采用的总体方案是，将几乎所有元件均置于顶层，运算放大器置于电路板中央，各个输入连接端置于左侧，输出连接端置于右侧，音量控制电位计置于中央。将大容量电源退耦电容置于底层接近香蕉形插座的位置。

为达到最佳性能，需采用标准精密模拟 PCB 布局准则。模拟信号通路中所有无源组件的放置和布线均紧密相邻，确保最大限度地减少寄生效应，所有去耦电容均紧邻其相连的电源引脚。两个平面上的大面积覆铜可为地回路提供优异的低阻抗通路。

双电源的连接端分别为 J2、J3 和 J5。非平衡（单端）音频输入和输出的连接端分别为 J1 和 J4。

两层 PCB 布局如图 15 所示。

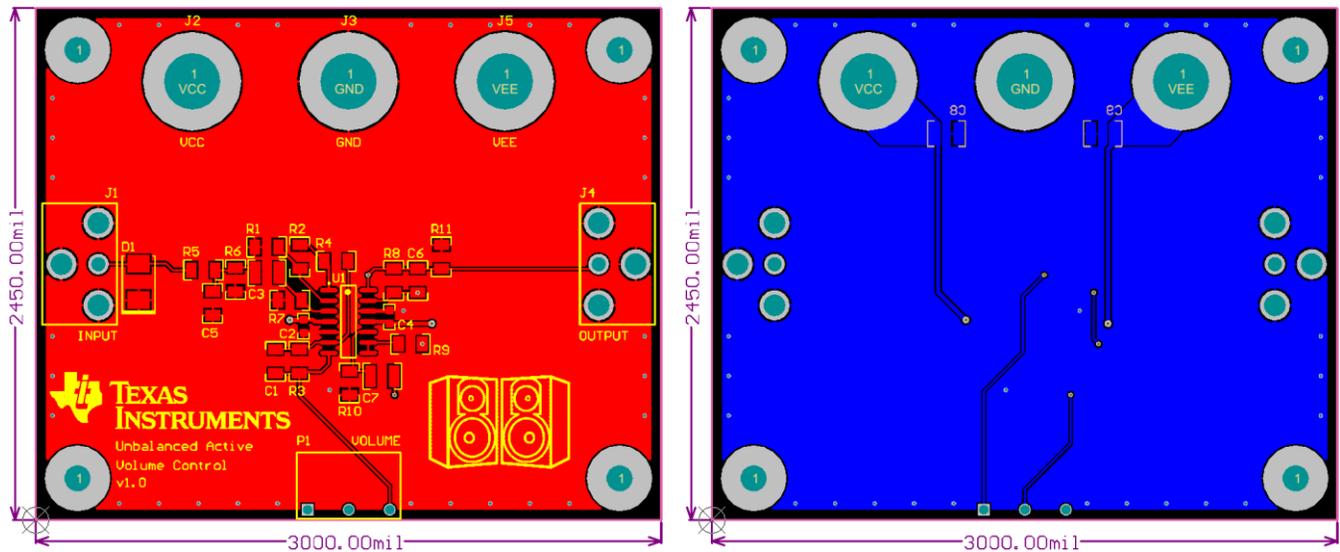


图 15: PCB 布局布线

## 6 验证 & 测得的性能

### 6.1 工作台测试硬件装置

此参考设计定义的音量控制电路用于整套专业音频系统。此外，此电路也属于独立的功能块，可测试出实际性能。PCB 上方便的输入、输出和电源连接器，使得借助标准实验设备即可在工作台上轻松测试电路。下面列出了所用测试装置包含的各个组件。图 16 所示为工作台测试装置（未显示计算机）。

1. 高性能音频分析仪：提供音频输入并测量系统的音频输出。
2. 个人计算机 (PC)：通过数字接口与音频分析仪进行通信并对其进行控制。借助音频分析仪制造商提供的软件，用户可指定音频输出信号特性并执行相关测量。
3. 三路输出电源：为系统提供  $\pm 15V$  电源轨。



图 16: 工作台测试装置

### 6.1.1 角度计

该设计要求的一项关键测量是与电位计旋转量呈函数关系的增益特性。所选电位计的旋转跨度为  $310^\circ$ ，因此每旋转  $31^\circ$  对应于旋转范围的 10%。为直观指示这些角度来实现精确测量，我们采用了角度计，如图 17 所示。

电位计上安装角度计后，还安装了带有白色指示线的黑色旋钮，方便对旋转角度进行标记。角度计和旋钮均可在图 16 中看到。

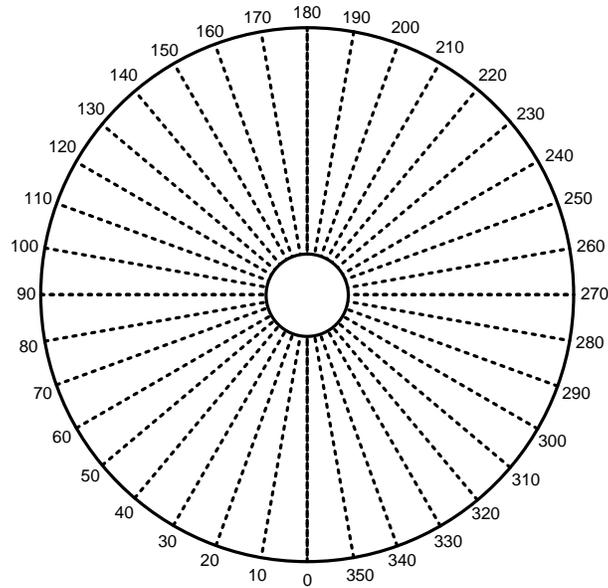


图 17： 角度计

## 6.2 增益特性

与电位计旋转量呈函数关系的增益特性测量结果如图 18 所示。图中包含了理想增益 (-20dB) 特性，以供比较。

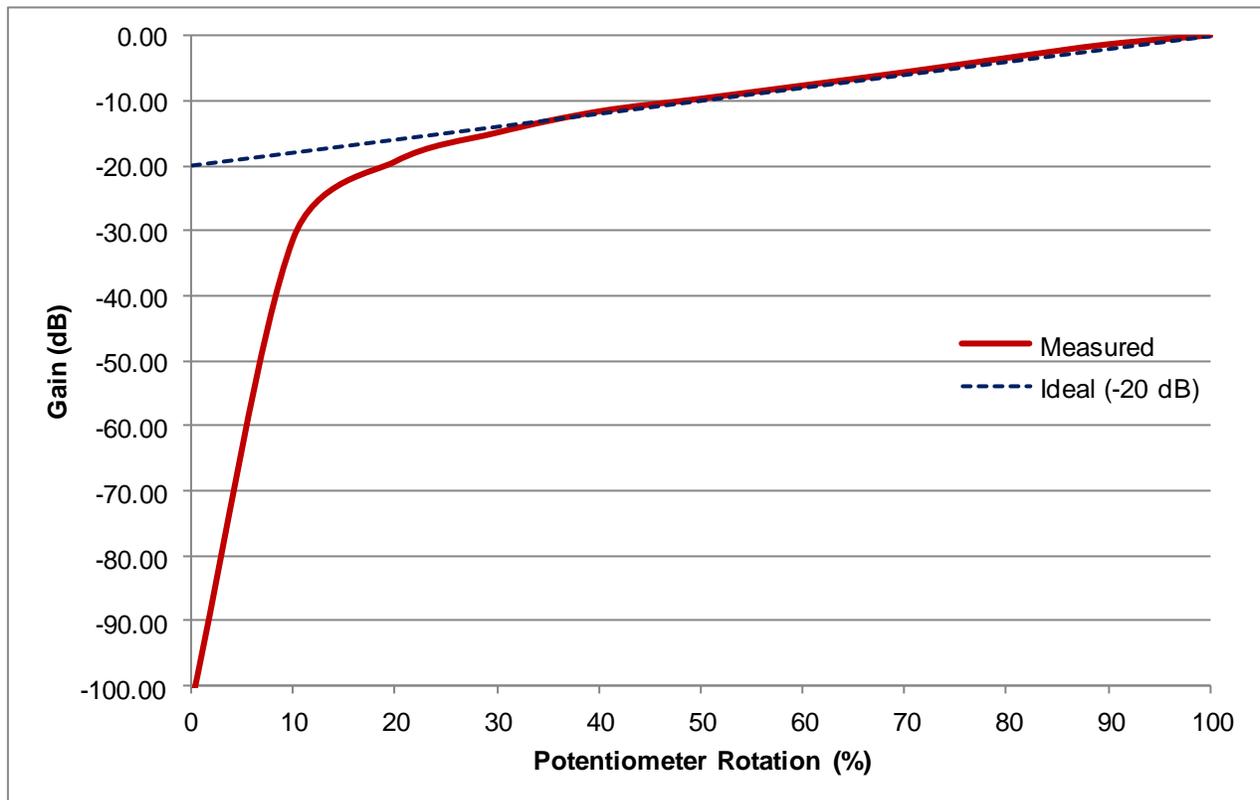


图 18: 测得的增益特性

### 6.2.1 增益偏差 (稳定区域)

稳定区域内与理想增益 (-20dB) 特性的增益偏差如表 4 所示。

表 4. 增益偏差 (稳定区域)

电位计旋转量 (%)	测得的增益 (dB)	理想增益 (dB)	增益偏差 (dB)
100	-0.06	0	0.06
90	-1.43	-2	0.57
80	-3.54	-4	0.46
70	-5.72	-6	0.28
60	-7.76	-8	0.24
50	-9.79	-10	0.21
40	-11.74	-12	0.26
30	-15.00	-14	1.00

根据此表可知，该区域的最大增益偏差为 1.00dB，符合 1.5dB 的设计要求。

### 6.2.2 “关断”增益

根据仿真部分可知，电位计旋转角度接近于零时，传递函数趋向负无穷。在实际电路中，实际衰减值受系统底噪限制。测得的“关断”增益或电位计旋转量为 0% 时的增益为 -103dB。这符合 -100dB 的设计要求。

### 6.3 频率响应

单位增益条件下交流分析的结果如图 19：测得的交流分析 所示。

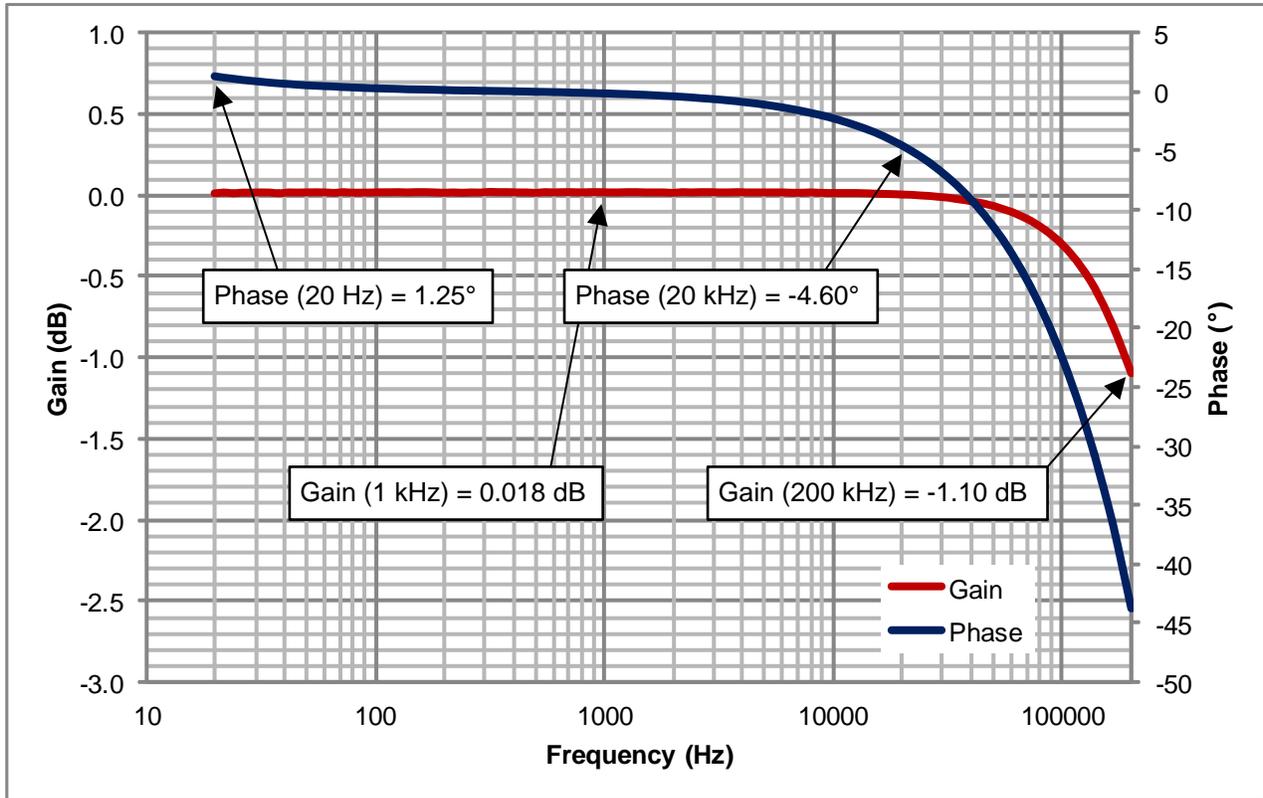


图 19：测得的交流分析

1kHz 时的增益为 0.018dB。-3dB 时的电路带宽超出了音频分析仪最大带宽 200kHz，而 200kHz 时测得的增益为 -1.10dB。该值与 200kHz 时的仿真增益 -1.135dB 极为接近，这表示测得的带宽与仿真结果匹配。20Hz 时测得的电路相角为 1.25°，20kHz 时测得的电路相角为 -4.6°。

### 6.4 THD+N 性能

单位增益条件下 THD+N 测量结果如图 20 所示。音频分析仪的最大带宽设置为 80kHz，未使用任何附加滤波或加权。

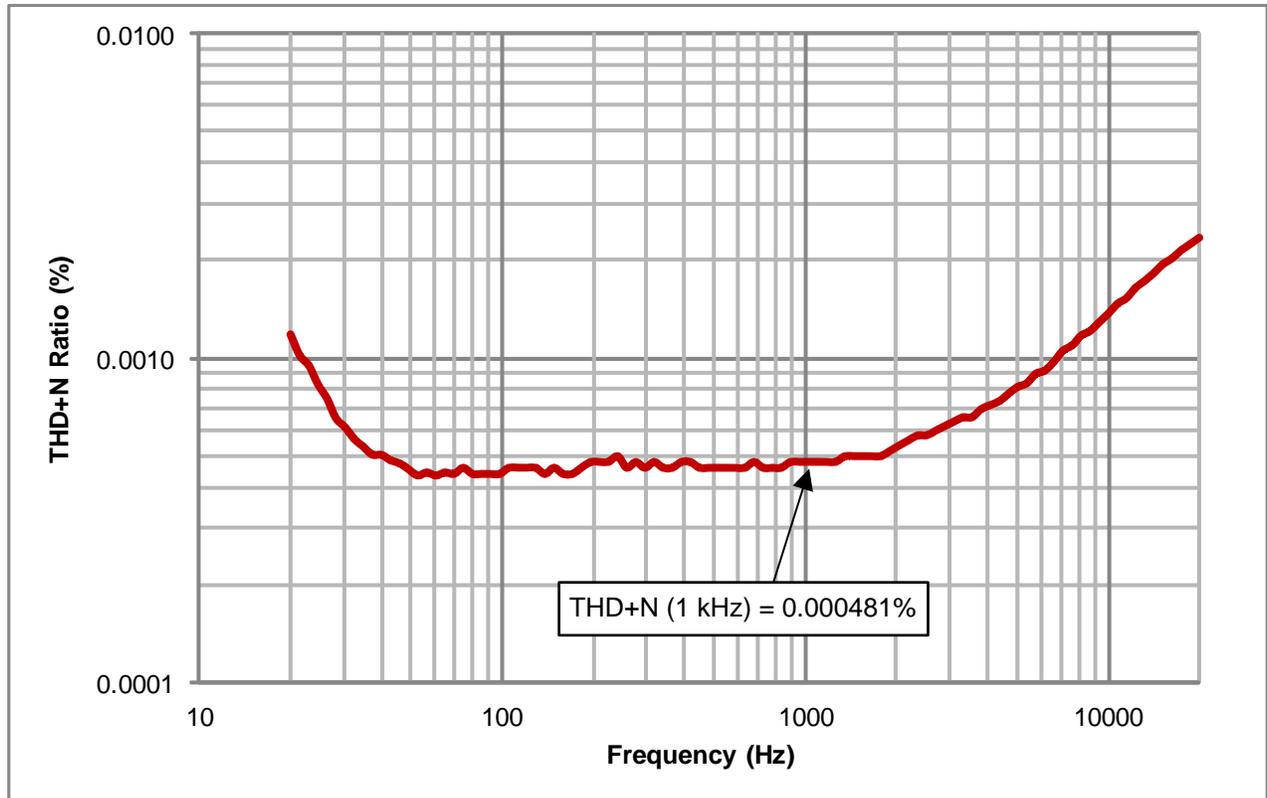


图 20: 测得的 THD+N

1kHz 时测得的 THD+N 比为 0.000481%。该值符合 0.0005% 的设计要求。20Hz 时测得的 THD+N 为 0.0012%，20kHz 时测得的 THD+N 比为 0.0023%。

### 6.5 测量结果汇总

表 5 总结了本设计的测量性能。

表 5. 设计目标和测得性能对比

	目标值	测得值
1kHz 时的 THD+N 比	0.0005%	0.000481%
增益偏差 (稳定区域)	1.5dB	1.00dB
“关断”增益	-100dB	-103dB

## 7 修改

本设计的元器件选择是基于一开始提出的设计目标而确立的。

本参考设计指定了一个专业line-level音频输入信号 +4dBu (1.228V<sub>RMS</sub>)，目的是精确干净地衰减该信号。不过，其它设计的输入幅值可能比较低，例如，一个 -10dBV (0.316V<sub>RMS</sub>) 的消费类音频line-level信号。在这种情况下，最好在向输入级添加增益，原因是提前在信号链中加入一定增益有助于减少总系统噪声。

根据公式 12 可知，更改 R<sub>3</sub> 和 R<sub>4</sub> 的值即可修改输入级增益。例如，若要实现 20dB (10V/V) 增益，只需将 R<sub>3</sub> 增至 10kΩ：

$$G(\text{dB}) = 20 * \log_{10} \left( \frac{R_3}{R_4} \right) = 20 * \log_{10} \left( \frac{10 \text{ k}\Omega}{1 \text{ k}\Omega} \right) = 20 \text{ dB} \quad (1)$$

该设计指定输入阻抗为 20Ω。该数值对于专业音频系统而言非常合理，但实际值可能因信号源的不同而有所差异。为获得所需截止频率，可能需要调整输入滤波器中的 R<sub>5</sub> 和 C<sub>5</sub> 值。

系统输入端 RF 滤波器的截止频率设置为 400kHz。但是，此滤波器响应会在 20kHz 时形成约 5° 相移。如果需要较少的相移，则可增大 RF 滤波器的截止频率。

在专业音频音量控制应用中，还可以使用具备出色 THD+N 性能和低噪声特性的其它音频运算放大器。例如，OPA1612 放大器的音频性能优于 OPA1604，但每通道所需的成本约为 OPA1604 的三倍。相比之下，LME49740 与 OPA1604 的音频性能和成本几乎相当，但该器件每通道消耗的静态电流约为 OPA1604 的两倍。表 6 总结了此设计可选用的音频运算放大器与 OPA1604 的对比结果。

表 6. 各音频运算放大器的简要对比

运算放大器	1kHz 时的 THD+N	1kHz 时的 e <sub>n</sub>	每通道 I <sub>q</sub>	输入类型	每通道大致成本
OPA1604	0.00003%	2.5nV/√Hz	2.8mA	双极	\$0.49/1ku
OPA1612	0.000015%	1.1nV/√Hz	3.6mA	双极	\$1.38/1ku
OPA1644	0.00005%	5.1nV/√Hz	1.8mA	JFET	\$0.49/1ku
OPA1654	0.00005%	4.5nV/√Hz	2.0mA	CMOS	\$0.24/1ku
OPA1664	0.00006%	3.3nV/√Hz	1.5mA	双极	\$0.36/1ku
LME49740	0.00003%	2.7nV/√Hz	4.6mA	双极	\$0.43/1ku
LME49743	0.0001%	3.5nV/√Hz	2.5mA	双极	\$0.29/1ku

## 8 关于作者

Ian Williams ([ian@ti.com](mailto:ian@ti.com)) 是德州仪器 (TI) 精密模拟 - 线性产品团队的一名应用工程师, 他为工业用产品和应用提供支持。Ian 毕业于达拉斯的德州大学, 在这里他获得了电子工程理学学士学位, 主修微电子学。

## 9 致谢 & 参考文献

### 9.1 致谢

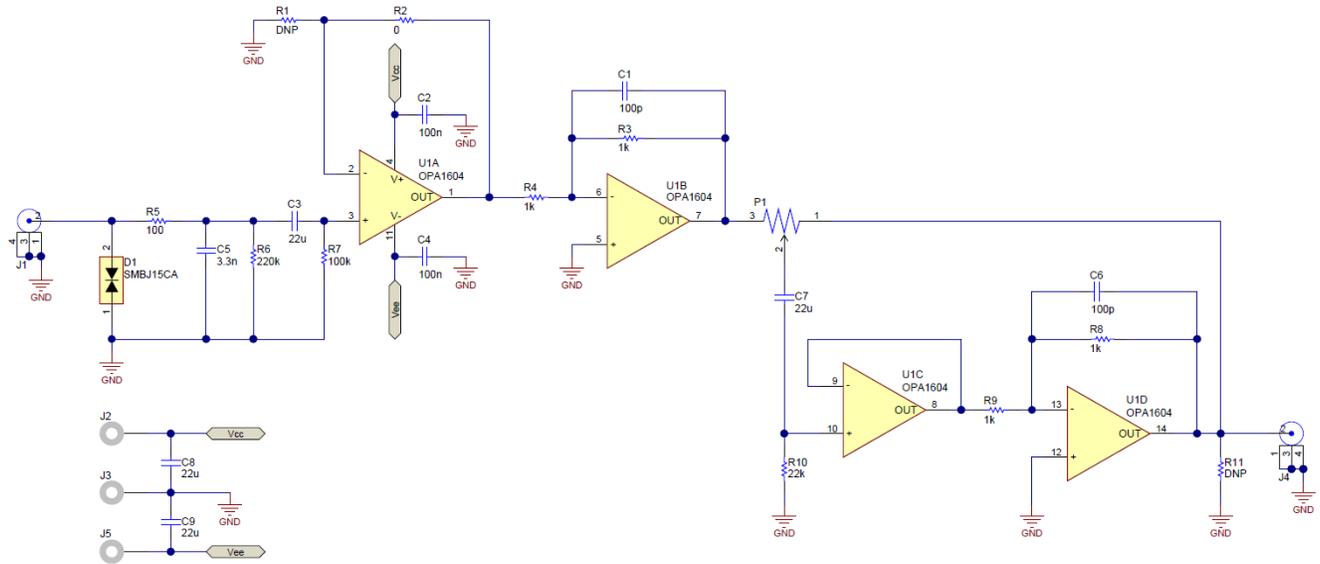
非常感谢 John Caldwell 指导完成本次设计。

### 9.2 参考文档

1. D. Self 《*Small Signal Audio Design*》。Elsevier, 2010 年。
2. B. Hofer. (2013 年 12 月)。《*Designing for Ultra-Low THD+N*》(第 2 部分)。Audioexpress, 18-23。
3. J. Caldwell. (2013 年 7 月 16 日)。Signal distortion from high-K ceramic capacitors。网址: <http://www.edn.com/design/analog/4416466/Signal-distortion-from-high-K-ceramic-capacitors>
4. Okawa Electric Design. 2<sup>nd</sup> Order CR Filter Design Tools。2013 年 12 月 5 日检索。网址: <http://sim.okawa-denshi.jp/en/CRCRkeisan.htm>

## Appendix A.

### A.1 电气原理图



图表 A-1: 电气原理图

### A.2 物料清单

Item #	Quantity	Value	Designator	Description	Manufacturer	Part Number	Supplier Part Number
1	2	100pF	C1, C6	CAP CER 100PF 1KV 10% X7R 1206	Johanson Dielectrics Inc	102R18W101KV4E	709-1294-1-ND
2	2	0.1uF	C2, C4	CAP CER 0.1UF 50V 10% X7R 0603	TDK Corporation	C1608X7R1H104K080AA	445-1314-1-ND
3	4	22uF	C3, C7-C9	CAP CER 22UF 25V 10% X7R 1210	Samsung Electro-Mechanics	CL32B226KAJNNNE	1276-3392-1-ND
4	1	3.3nF	C5	CAP CER 0.033UF 50V 5% NPO 1206	Samsung Electro-Mechanics	CL31C333JBHNNWE	1276-3261-1-ND
5	1	TVS	D1	DIODE TVS 15V 600W BI 5% SMD	Bourns	SMBJ15CA	SMBJ15CABCT-ND
6	1	10kΩ	R2	RES 10K OHM 1/4W 1% 1206	Stackpole Electronics	RMCF1206FT10K0	RMCF1206FT10K0CT-ND
7	4	1kΩ	R3, R4, R8, R9	RES 1K OHM 1/4W 1% 1206	Stackpole Electronics	RMCF1206FT1K00	RMCF1206FT1K00CT-ND
8	1	100Ω	R5	RES 100 OHM 1/4W 1% 1206	Stackpole Electronics	RMCF1206FT100R	RMCF1206FT100RCT-ND
9	1	220kΩ	R6	RES 220K OHM 1/4W 1% 1206 SMD	Panasonic Electronic Components	ERJ-8ENF2203V	P220KCT-ND
10	1	100kΩ	R7	RES 100K OHM 1/4W 1% 1206	Stackpole Electronics	RMCF1206FT100K	RMCF1206FT100KCT-ND
11	1	22kΩ	R10	RES 22K OHM 1/4W 1% 1206 SMD	Panasonic Electronic Components	ERJ-8ENF2202V	P220KCT-ND
12	1	10kΩ POT	P1	10K LINEAR POT	Alpha	RV16AF-20-15R1-B10K-00H	RV16AF-20-15R1-B10K-00H4
13	1	OPA1604	U1	OPA1604 SOUND-PLUS OP AMP	Texas Instruments	OPA1604AID	N/A
14	2	RCA	J1, J4	CONN RCA JACK METAL R/A BLK PCB	CUI Inc	RCJ-011	CP-1400-ND
15	3	BANANA	J2, J3, J5	CONN JACK BANANA UNINS PANEL MOU	Emerson Network Power	108-0740-001	J147-ND
16	4	SCREW	Screws	SCREW MACHINE PHILLIPS 4-40X3/8	B&F Fastener Supply	PMS 440 0038 PH	H781-ND
17	4	STANDOFF	Standoffs	STANDOFF HEX 4-40THR ALUM .500"L	Keystone Electronics	2203	2203K-ND
18	2	DNP	R1, R11	DO NOT POPULATE	N/A	N/A	N/A

图表 A-2: 物料清单

## 重要声明

德州仪器(TI) 及其下属子公司有权根据 JESD46 最新标准, 对所提供的产品和服务进行更正、修改、增强、改进或其它更改, 并有权根据 JESD48 最新标准中止提供任何产品和服务。客户在下订单前应获取最新的相关信息, 并验证这些信息是否完整且是最新的。所有产品的销售都遵循在订单确认时所提供的TI 销售条款与条件。

TI 保证其所销售的组件的性能符合产品销售时 TI 半导体产品销售条件与条款的适用规范。仅在 TI 保证的范围内, 且 TI 认为有必要时才会使用测试或其它质量控制技术。除非适用法律做出了硬性规定, 否则没有必要对每种组件的所有参数进行测试。

TI 对应用帮助或客户产品设计不承担任何义务。客户应对其使用 TI 组件的产品和应用自行负责。为尽量减小与客户产品和应用相关的风险, 客户应提供充分的设计与操作安全措施。

TI 不对任何 TI 专利权、版权、屏蔽作品权或其它与使用了 TI 组件或服务的组合设备、机器或流程相关的 TI 知识产权中授予的直接或间接版权限作出任何保证或解释。TI 所发布的与第三方产品或服务有关的信息, 不能构成从 TI 获得使用这些产品或服务的许可、授权、或认可。使用此类信息可能需要获得第三方的专利权或其它知识产权方面的许可, 或是 TI 的专利权或其它知识产权方面的许可。

对于 TI 的产品手册或数据表中 TI 信息的重要部分, 仅在没有对内容进行任何篡改且带有相关授权、条件、限制和声明的情况下才允许进行复制。TI 对此类篡改过的文件不承担任何责任或义务。复制第三方的信息可能需要服从额外的限制条件。

在转售 TI 组件或服务时, 如果对该组件或服务参数的陈述与 TI 标明的参数相比存在差异或虚假成分, 则会失去相关 TI 组件或服务的所有明示或暗示授权, 且这是不正当的、欺诈性商业行为。TI 对任何此类虚假陈述均不承担任何责任或义务。

客户认可并同意, 尽管任何应用相关信息或支持仍可能由 TI 提供, 但他们将独立负责满足与其产品及其应用中使用 TI 产品相关的所有法律、法规和安全相关要求。客户声明并同意, 他们具备制定与实施安全措施所需的全部专业技术和知识, 可预见故障的危险后果、监测故障及其后果、降低有可能造成人身伤害的故障的发生机率并采取适当的补救措施。客户将全额赔偿因在此类安全关键应用中使用任何 TI 组件而对 TI 及其代理造成的任何损失。

在某些场合中, 为了推进安全相关应用有可能对 TI 组件进行特别的促销。TI 的目标是利用此类组件帮助客户设计和创立其特有的可满足适用的功能安全性标准和要求的终端产品解决方案。尽管如此, 此类组件仍然服从这些条款。

TI 组件未获得用于 FDA Class III (或类似的生命攸关医疗设备) 的授权许可, 除非各方授权官员已经达成了专门管控此类使用的特别协议。

只有那些 TI 特别注明属于军用等级或“增强型塑料”的 TI 组件才是设计或专门用于军事/航空应用或环境的。购买者认可并同意, 对并非指定面向军事或航空航天用途的 TI 组件进行军事或航空航天方面的应用, 其风险由客户单独承担, 并且由客户独立负责满足与此类使用相关的所有法律和法规要求。

TI 已明确指定符合 ISO/TS16949 要求的产品, 这些产品主要用于汽车。在任何情况下, 因使用非指定产品而无法达到 ISO/TS16949 要求, TI 不承担任何责任。

	产品		应用
数字音频	<a href="http://www.ti.com.cn/audio">www.ti.com.cn/audio</a>	通信与电信	<a href="http://www.ti.com.cn/telecom">www.ti.com.cn/telecom</a>
放大器和线性器件	<a href="http://www.ti.com.cn/amplifiers">www.ti.com.cn/amplifiers</a>	计算机及周边	<a href="http://www.ti.com.cn/computer">www.ti.com.cn/computer</a>
数据转换器	<a href="http://www.ti.com.cn/dataconverters">www.ti.com.cn/dataconverters</a>	消费电子	<a href="http://www.ti.com.cn/consumer-apps">www.ti.com.cn/consumer-apps</a>
DLP® 产品	<a href="http://www.dlp.com">www.dlp.com</a>	能源	<a href="http://www.ti.com.cn/energy">www.ti.com.cn/energy</a>
DSP - 数字信号处理器	<a href="http://www.ti.com.cn/dsp">www.ti.com.cn/dsp</a>	工业应用	<a href="http://www.ti.com.cn/industrial">www.ti.com.cn/industrial</a>
时钟和计时器	<a href="http://www.ti.com.cn/clockandtimers">www.ti.com.cn/clockandtimers</a>	医疗电子	<a href="http://www.ti.com.cn/medical">www.ti.com.cn/medical</a>
接口	<a href="http://www.ti.com.cn/interface">www.ti.com.cn/interface</a>	安防应用	<a href="http://www.ti.com.cn/security">www.ti.com.cn/security</a>
逻辑	<a href="http://www.ti.com.cn/logic">www.ti.com.cn/logic</a>	汽车电子	<a href="http://www.ti.com.cn/automotive">www.ti.com.cn/automotive</a>
电源管理	<a href="http://www.ti.com.cn/power">www.ti.com.cn/power</a>	视频和影像	<a href="http://www.ti.com.cn/video">www.ti.com.cn/video</a>
微控制器 (MCU)	<a href="http://www.ti.com.cn/microcontrollers">www.ti.com.cn/microcontrollers</a>		
RFID 系统	<a href="http://www.ti.com.cn/rfidsys">www.ti.com.cn/rfidsys</a>		
OMAP应用处理器	<a href="http://www.ti.com.cn/omap">www.ti.com.cn/omap</a>		
无线连通性	<a href="http://www.ti.com.cn/wirelessconnectivity">www.ti.com.cn/wirelessconnectivity</a>	德州仪器在线技术支持社区	<a href="http://www.deyisupport.com">www.deyisupport.com</a>

Mailing Address: Texas Instruments, Post Office Box 655303, Dallas, Texas 75265  
Copyright © 2015, Texas Instruments Incorporated